

⑨ 日本国特許庁 (JP)

⑩ 特許出願公開

⑫ 公開特許公報 (A)

昭58—19169

⑤ Int. Cl.<sup>3</sup>  
H 02 M 7/48  
H 02 P 13/20

識別記号

庁内整理番号  
6945—5H  
6945—5H

⑬ 公開 昭和58年(1983)2月4日

発明の数 1  
審査請求 未請求

(全 5 頁)

⑭ PWM制御変換器の制御方法

⑯ 特 願 昭56—115209

⑰ 出 願 昭56(1981)7月24日

⑱ 発 明 者 奥山俊昭

日立市幸町3丁目1番1号株式

会社日立製作所日立研究所内

⑲ 出 願 人 株式会社日立製作所

東京都千代田区丸の内1丁目5  
番1号

⑳ 代 理 人 弁理士 高橋明夫

明 細 書

発明の名称 PWM制御変換器の制御方法

特許請求の範囲

1. 指令値と実際値とに基づいて生成される電流指令信号または電圧指令信号により順変換または逆変換操作を行つて負荷に電力を供給するPWM制御変換器の制御方法において、前記PWM制御変換器の電源側または負荷側に設けられたフィルタの非前記PWM制御変換器側に流れる電流検出値と前記指令信号との偏差が予め定められた設定値を超える毎に点弧制御信号を前記PWM制御変換器を構成する開閉素子に印加することを特徴とするPWM制御変換器の制御方法。

発明の詳細な説明

本発明はPWM制御変換器の制御方法に係り、特に、負荷を応答遅れ及び位相遅れ無く制御するために最適なPWM制御変換器の制御方法に関する。

近年、GTO (Gate Turn Off) サイリスタ等の自己消弧形の高周波電力半導体素子が開発され、電動機駆動用PWM制御変換器(インバータ)に

多く用いられている。特にPWM制御のチョップング周波数を従来のサイリスタ式に比べ十分に高めることができるため、出力電流波形を正弦波に近づけることができ、トルクリプルの少ない優れたシステムが実現される。ところで、この出力電流にはPWM制御に由来する高次高調波成分が含まれており、それにより誘導される電動機の二次電流成分により損失が増大するという問題があった。特にその二次電流成分は高周波なものであるため、表皮効果により二次巻線回路の実効抵抗が大きくなり、損失が増大する傾向のあることが知られている。

高調波成分を除去する簡単な方法は、ローパスフィルタを挿入することであるが、周知の如くフィルタは一般にコンデンサとリアクトルの組合せによつて構成されている。このために時定数があり、応答遅れを生じることになり、負荷制御に制御遅れや位相遅れを生じることになる。

系の応答性および安定性を向上させるためにはフィードバックループを持つことが必要であるが、

高調波除去のためにフィルタを用いれば前述の如くフィルタの時定数により応答遅れが出るという不都合がある。この場合、フィルタを用いずにフィードバック系を構成した場合には、リップルを十分に抑制できない不都合があるばかりでなく、前述の如く2次巻線回路による損失は減少できないという不都合がある。

このように、応答性を高めるにはフィードバック系が必要であり、高調波による損失を無くすにはフィルタが必要であるが、かといって両者を単純に組合せることもできないというのが従来の現状であつた。

本発明の目的は、応答性および効率に優れた制御性のよいPWM制御変換器の制御方法を提供するにある。

本発明は、フィルタによつて高調波を除去し、該フィルタの出力電流と電流指令パターンとの偏差値が所定値範囲をはずれる毎に変換器（インバータ）の点弧素子をオン・オフ制御するようにしたものである。

演算回路11は、相数に対応した出力信号数を持ち、これらの各信号とフィルタ5より変流器12、13で検出した負荷電流との偏差を演算器14、15、16でとり、比較器17、18、19の各々に送出する。これら比較器は、ヒステリシス特性を有し、入力信号が設定値を越え或いは設定値を越えるときに出力信号を発生する。比較器17、18、19の各出力は、ゲートアンプ20、21、22の各々に出力され、ゲートアンプ20～22の各出力信号がGTOサイリスタに対する点弧信号となり、P側およびN側を交互にターンオンならびにターンオフさせる。

第2図(a)、(b)、(c)、(d)は第1図の装置の各部動作波形図である。第2図を参照しながら第1図の実施例の動作を説明する。ここでは電源系は周知であるので説明を省略し、制御系についてのみ説明する。

インバータ4の出力電流*i*は、インバータのP側のGTOサイリスタあるいはダイオードが導通する際に増加し、また、N側が導通する際には減

第1図は本発明の一実施例を示すブロック図である。図に示す例はインバータによつて直流を交流に変換する場合である。

交流電源ACの電力をダイオード整流器1によつて直流電力に変換する。変換された電力は直流リアクトル2および平滑コンデンサ3で構成されるフィルタで平滑される。平滑後の直流電力はダイオードおよびGTOサイリスタを相数分組合せて構成したPWM制御変換器（インバータ）4によつて交流に変換される。このPWM制御インバータ4の出力は、コンデンサおよびリアクトルで構成されたフィルタ5で高調波分が除去され、正弦波として負荷である誘導電動機6に供給される。

誘導電動機6に連結された速度検出器8のアナログ信号は、速度指令回路7との偏差が演算器9でとられ、速度偏差増幅器10で増幅されたのち演算回路11に送出される。演算回路11は増幅器10より出力される速度偏差に応じた信号および速度検出器8の出力信号とに基づいて電動機電流の指令パターン信号（正弦波信号）を発生する。

少する。このような繰返しを行うため、出力電流は正弦波電流に増加減少を繰返す三角波状電流が重畳されたものとなる。出力電流がリアクトルとコンデンサからなるフィルタ5を通過する際、その三角波状の高調波分が減衰する。演算回路11の出力信号は速度指令信号および実速度に基づいた第2図(a)の如き正弦波信号であり、一方、変流器12、13の各出力は第2図(b)の如く減衰されてはいるがリップル分（高調波信号）が重畳された正弦波信号である。これらの信号を入力信号とする演算器（14～16）の出力は第2図(c)の如く高調波分のみが偏差として出力される。

比較器17～19は第3図に示す如きヒステリシス特性を有しており、そのヒステリシス幅を演算器（14～16）の出力信号が越える（正、負いずれの側においても）と出力信号（正または負）を発生する。即ち、演算回路11からの電流指令パターン信号（U相）と電流検出器12からの電流検出信号（U相）とが比較され、前者が後者に比べて所定値以上に大となる偏差信号が演算器14

より出力されると、第2図(4)に示す如くサイリスタあるいはダイオードがターンオンするように制御し、逆に前者が後者に比べ所定値以上小となる際においては、同様にN側がターンオンするように制御する。V相及びW相電流についても同様に制御される。なおW相については、次式の関係に基づき、U相電流  $i_u$  及びV相電流  $i_v$  からW相電流  $i_w$  を求めて電流検出器を一基省略してある。

$$i_w = -(i_u + i_v) \quad \dots\dots\dots(1)$$

以上の結果、各相の電動機電流は各相の電流指令パターン信号に追従するよう制御される。

ところで、前記実施例においては、フィルタ5の出側から電流検出信号を得ているが、フィルタ5の入側から取出した場合には従来技術で説明したと同様の問題を生じる。フィルタ5の出側から取出すことにより本発明の目的が達せられることは前述の通りであるが、いずれの側から取出すかによる相違を次に列挙する。

1) 電動機電流を直接検出制御するため、フィルタによる電流の制御遅れ並びに位相遅れを補償で

置が異なるほか、速度信号を直流電圧検出値(直流電圧指令)に変えた点が第1図の実施例と異なる点である。即ち、フィルタ5は交流電源ACとPWM制御変換器4との間に挿入し、その入側より電流検出信号を得る。一方、速度検出信号に変え交流電源ACの電圧を電源電圧検出器23より得た交流電圧信号を演算回路11に送出する。また、電圧偏差は、直流電圧指令回路24の出力信号と電圧検出器28による直流出力電圧検出値との偏差を演算器25でとり、さらに電圧偏差増幅器26で所定の増幅を行つて得ている。なお、直流出力側に挿入されているコンデンサ27は平滑用である。

次に、この回路の動作を説明する。変換器4の交流入力電流(図示  $i$ )は、N側のGTOサイリスタあるいはダイオードが導通する際に増加し、同様にP側が導通するとき減少する。このため、交流入力電流は正弦波電流に三角波状電流が重畳されたものとなる。交流入力電流がフィルタ5を通過する際、その三角波状の高調波分が吸収され

き、電動機電流を指令パターン信号に遅れなく忠実に制御することができる。したがって、電流指令パターン信号に対して遅れなく電動機のトルクを制御することができること並びに電流指令パターン信号に対して位相遅れなく電流を制御できることから、電動機電流の励磁電流成分及びトルク作用電流成分を独立に制御する、いわゆるベクトル制御を精度よく行わせることができる。

2) 電動機電流の高調波分は、フィルタの入力側電流に比べ小さいため、比較器のヒステリシス幅(電流実値の電流指令値に対する最大偏差値)は小さく設定でき、電流制御の精度が向上する。

また、フィルタ5により高調波分が除去されるため、前述した電動機内部における損失の発生を低減することができる。

第4図は本発明の他の実施例を示すブロック図である。本実施例は、変換器によつて交流から直流を得る場合であり、図中、第1図に用いたと同一部材であるものには同一符号を用いている。

第4図に示すように、電流検出とフィルタの位

交流電源(系統)に伝わる量が減少する。演算回路10からの電流指令パターン信号(R相)と電流検出器11により検出した電源電流(R相)が演算器14~16にて比較され、前者が後者に比べ所定値以上大となる偏差量においては、N側GTOサイリスタあるいはダイオードがターンオンするように制御され、逆に前者が後者に比べ所定値以上小となる際においては、同様にP側がターンオンするように制御される。なおT相については、次式の関係に基づき、R相電流  $i_R$  及びS相電流  $i_S$  からT相電流  $i_T$  を求めて電流検出器を省略してある。

$$i_T = -(i_R + i_S) \quad \dots\dots\dots(2)$$

以上の結果、各相の電源電流は各相の電流指令パターン信号に追従するよう制御される。

ところで、変換器4の交流入力電流を検出して同様の制御を行う場合と比較すると、電源電流の高調波分は変換器の交流入力電流におけるものに比べ小さいため、比較器のヒステリシス幅は小さく設定できる。そのため、電流制御の精度が向上

して電源電圧に対し電源電流を所定位相に精度よく制御することができる。したがって、電源力率を常時1.0に制御することなどが精度よく行える。

また、フィルタ5により高調波分を除去でき、交流電源系統に及ぼす高調波の影響を防止することができる。

以上より明らかなように本発明によれば、高調波による損失を生じることなく制御遅れ及び位相遅れのない応答性の良い制御を実現できる。

前記実施例においては、誘導電動機を駆動するものについて述べたが、同期電動機を制御するものへも本発明を適用して同様の効果が得られる。その場合、第1図における演算回路11には、速度検出信号に代り電動機の回転位置を検出するための位置検出器の信号が入力され、電動機の誘導起電力に同期した電流指令パターン信号が取り出される。

図面の簡単な説明

第1図は本発明の一実施例を示すブロック図、第2図(a)、(b)、(c)、(d)は第1図の実施例の各部動

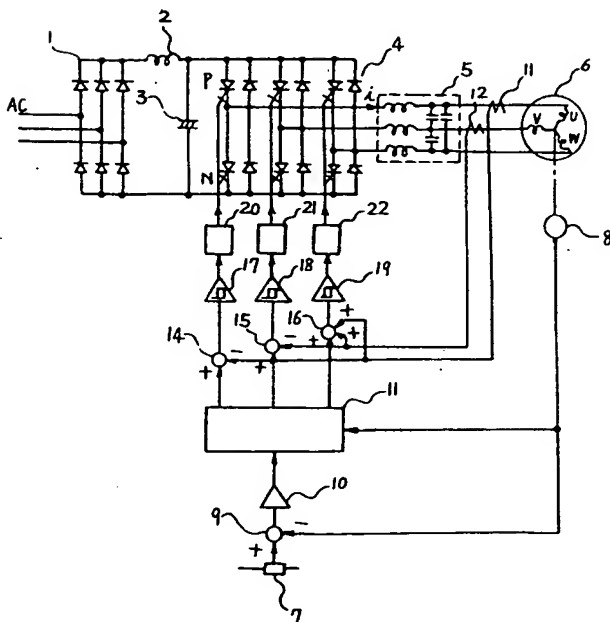
作波形図、第3図は本発明に係る比較器の動作説明図、第4図は本発明の他の実施例を示すブロック図である。

1…ダイオード整流器、2…直流リアクトル、3、27…平滑コンデンサ、4…PWM制御変換器、5…フィルタ、6…誘導電動機、7…速度指令回路、8…速度検出器、9、14、15、16、25…演算器、10…速度偏差増幅器、11…演算回路、12、13…変流器、17、18、19…比較器、20、21、22…ゲートアンプ、23…電源電圧検出器、24…直流電圧指令回路、26…電圧偏差増幅器。

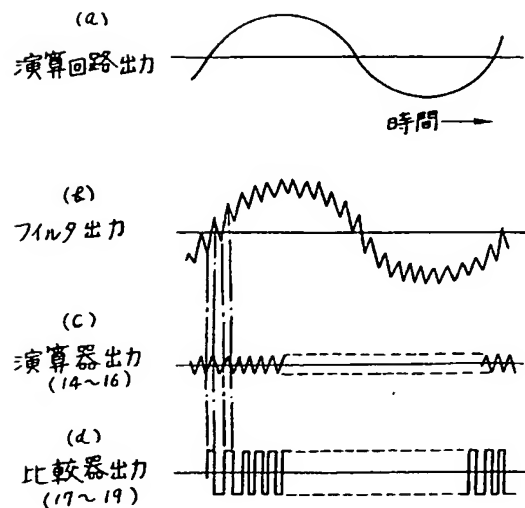
代理人 弁理士 高橋明



第1図



第2図



第 4 図

